

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-78391

(P2003-78391A)

(43) 公開日 平成15年3月14日 (2003.3.14)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テーマト\* (参考)

H 0 3 H 11/04

H 0 3 H 11/04

D 5 J 0 9 8

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願2001-267043 (P2001-267043)

(22) 出願日 平成13年9月4日 (2001.9.4)

(71) 出願人 000191238

新日本無線株式会社

東京都中央区日本橋横山町3番10号

(72) 発明者 西守 英二

埼玉県上福岡市福岡二丁目1番1号 新日

本無線株式会社川越製作所内

(74) 代理人 100098372

弁理士 緒方 保人

Fターム(参考) 5J098 AA03 AA11 AA14 AB02 AB03

AD12 CA05 CB01 CB05

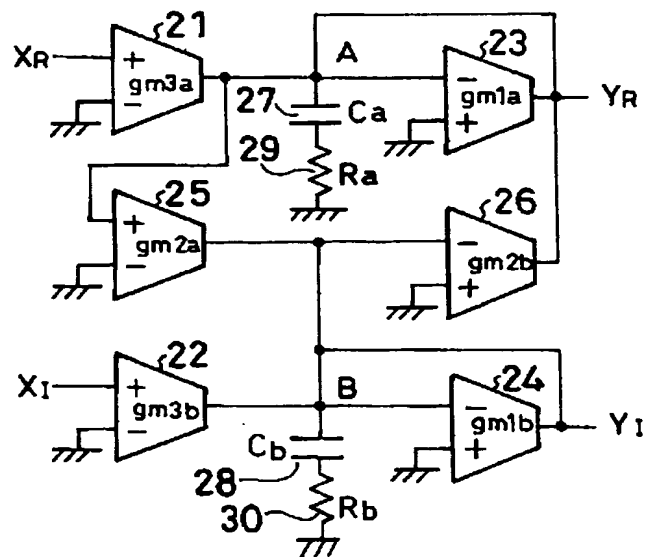
(54) 【発明の名称】 複素バンドパスフィルタ

(57) 【要約】

【課題】 オペレーショナル・トランスコンダクタンス・アンプの周波数特性に起因するフィルタ通過帯域の信号の歪みを改善する。

【解決手段】 第1乃至第6 OTA 21~26、第1及び第2キャパシタ 27、28を有する複素バンドパスフィルタにおいて、第1 OTA 21の出力側の第1キャパシタ 27とアースとの間に、同相成分信号の通過帯域の歪みを打ち消すための抵抗値  $R_a$  を持つ第1抵抗 29

(又はトランジスタ) を設け、また第2 OTA 22の出力側の第2キャパシタ 28とアースとの間に、直交成分信号の通過帯域の歪みを打ち消すための抵抗値  $R_b$  を持つ第2抵抗 30を設ける。これら抵抗値  $R_a$ 、 $R_b$  は、 $2/(\omega_b C)$  により設定される。これにより、通過帯域の信号の歪みがなくなる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交変調の同相成分信号を入力し、この同相成分信号の出力ゲインを定める第1トランスコンダクタンス素子と、この第1トランスコンダクタンス素子の出力端子とアースとの間に接続され、同相成分信号の通過帯域幅を定めるための第1キャパシタと、上記第1トランスコンダクタンス素子の出力を入力し、上記第1キャパシタとの組み合わせにより同相成分信号の通過帯域幅を定める同相成分出力側素子と、直交変調の直交成分信号を受信し、この直交成分信号の出力ゲインを定める第2トランスコンダクタンス素子と、この第2トランスコンダクタンス素子の出力端子とアースとの間に接続され、直交成分信号の通過帯域幅を定めるための第2キャパシタと、上記第2トランスコンダクタンス素子の出力を入力し、上記第2キャパシタとの組み合わせにより直交成分信号の通過帯域幅を定める直交成分出力側素子と、上記の第1トランスコンダクタンス素子と同相成分出力側素子の接続点と上記の第2トランスコンダクタンス素子と直交成分出力側の接続点との間に接続され、通過帯域の中心周波数をシフトさせるための周波数シフト用素子と、を備えた複素バンドパスフィルタにおいて、上記第1トランスコンダクタンス素子の出力端子とアースとの間に接続され、この第1トランスコンダクタンス素子及び上記周波数シフト用素子の有限の周波数特性により発生する同相成分信号の通過帯域の歪みを打ち消すための抵抗値を発生させる第1抵抗発生素子と、上記第2トランスコンダクタンス素子の出力端子とアースとの間に接続され、この第2トランスコンダクタンス素子及び上記周波数シフト用素子の有限の周波数特性により発生する直交成分信号の通過帯域の歪みを打ち消すための抵抗値を発生させる第2抵抗発生素子と、を設けたことを特徴とする複素バンドパスフィルタ。

【請求項2】 上記第1及び第2の抵抗発生素子として、抵抗素子を用いたことを特徴とする上記請求項1記載の複素バンドパスフィルタ。

【請求項3】 上記第1及び第2の抵抗発生素子として、三極管領域で動作するトランジスタ素子を用いたことを特徴とする上記請求項1記載の複素バンドパスフィルタ。

【請求項4】 上記第1抵抗発生素子の抵抗値は、上記第1トランスコンダクタンス素子及び周波数シフト用素子の有限の周波数特性と上記第1キャパシタの値によって決定し、上記第2の抵抗発生素子の抵抗値は、上記第2トランスコンダクタンス素子及び周波数シフト用素子の有限の周波数特性と上記第2キャパシタの値によって決定することを特徴とする上記請求項1乃至3記載の複素バンドパスフィルタ。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は複素バンドパスフ

ィルタ、特に90度移相器、ヒルベルト変換器等に使用され、イメージ信号を抑圧するための複素バンドパスフィルタに関する。

## 【0002】

【従来の技術】 近年では、携帯無線端末の普及に伴い、従来の受信方式であるスーパーヘテロダイン方式の代わりに、中間周波数（IF）を数MHz以下に設定するLow-IF方式が注目されている。このLow-IF方式を採用すれば、上記スーパーヘテロダイン方式で必要となっていた、外形寸法が大きな外付けIFフィルタを取り除くことができ、受信部をワンチップ化、低価格化できるという利点が得られる。

【0003】 しかし、このLow-IF方式では、受信周波数（RF）と局所発振器の周波数が近いためにイメージ信号の抑圧が必須となり、このイメージ信号を抑圧する手段として、複素バンドパスフィルタが存在する。この複素バンドパスフィルタの一種として、オペレーショナル・トランスコンダクタンス・アンプ（以下OTAとする）を用いたものがあり、これは、例えばIEICE TRANS. FUNDAMENTALS, Vol. E80-A, No. 9, 1997年9月、1721頁から1724頁に掲載されたXiaoxing ZHANGの論文、“Implementation of Active Complex Filter with Variable Parameter Using OTAs”等に記載されている。

【0004】 図4には、上記論文に記載されている1次の複素バンドパスフィルタの構成が示されており、このフィルタでは、直交変調の同相成分の入力信号 $X_R$ が入力され、 $gm3a$ のトランスコンダクタンスを持つ第1OTA1、この第1OTA1の出力側が接続され、 $gm1a$ のトランスコンダクタンスを持つ第3OTA3が設けられており、この第3OTA3から同相成分の出力信号 $Y_R$ が出力される。一方、直交変調の直交成分の入力信号 $X_I$ が入力され、 $gm3b$ のトランスコンダクタンスを持つ第2OTA2、この第2OTA2の出力側が接続され、 $gm1b$ のトランスコンダクタンスを持つ第4OTA4が設けられ、この第4OTA4から直交成分の出力信号 $Y_I$ が出力される。

【0005】 また、上記第1OTA1と第3OTA3の接続点Aと、上記第2OTA2と第4OTA4の接続点Bとの間に、周波数シフト機能を果たすために、第5OTA5及び第6OTA6が設けられ、この第5OTA5は $gm2a$ のトランスコンダクタンスを持ち、第6OTA6は $gm2b$ のトランスコンダクタンスを持つ。更に、上記接続点Aとアースとの間に、容量 $C_a$ の第1キャパシタ7が接続され、上記接続点Bとアースとの間に、容量 $C_b$ の第2キャパシタ8が接続される。

【0006】 そして、このような1次の複素バンドパスフィルタの伝達関数 $H(s)$  [ $s$ : 複素変数] は、上記トランスコンダクタンスにおいて、 $gm1a = gm1b = gm1$ 、 $gm2a = gm2b = gm2$ 、 $gm3a = g$

$gm3b = gm3$ で、また  $Ca = Cb = C$ としたとき、次式によって与えられる。

【0007】

【数1】

$$H(s) = \frac{gm3}{sC + gm1 - jgm2}$$

なお、 $j$ は虚数単位で、 $j^2 = -1$ である。

【0008】このような複素バンドパスフィルタによれば、同相成分の入力信号 $X_R$ については、トランスコンダクタンス $gm3a$ で決定されるゲインで、かつ容量 $Ca$ とトランスコンダクタンス $gm1a$ で決定される通過帯域幅の出力信号 $Y_R$ が得られ、また直交成分の入力信号 $X_I$ については、トランスコンダクタンス $gm3b$ で決定されるゲインで、かつ容量 $Cb$ とトランスコンダクタンス $gm1b$ で決定される通過帯域幅の出力信号 $Y_I$ が得られる。そして、上記容量 $Ca$ 、 $Cb$ とトランスコンダクタンス素子 $gm2a$ 、 $gm2b$ で決定される量だけ周波数が正方向へシフトされる。

【0009】図5には、角周波数 $\omega$ を横軸に取った周波数特性が示されており、上記の複素バンドパスフィルタによれば、例えば $-\omega_0$ から $+\omega_0$ の帯域幅の周波数特性100から、周波数特性101のように中心周波数を $\omega_c$ だけシフトさせることができ、これによって正の周波数は通すが負の周波数は通さないフィルタが得られる。そして、このような1次複素バンドパスフィルタは縦続接続することにより、高次の複素バンドパスフィルタが形成される。

【0010】図6には、4次バタワース型複素バンドパスフィルタの構成が示されており、これは、例えば中心周波数を2MHz、通過帯域幅を1MHzとしたものである。即ち、図示の第1フィルタ10は、 $gm1a = gm1b = 29\mu S$ （ジーメンズ）、 $gm2a = gm2b = 137.7\mu S$ 、 $gm3a = gm3b = 59\mu S$ 、 $Ca = Cb = 10pF$ の値に設定され、次の第2フィルタ11は、 $gm1a = gm1b = 29\mu S$ 、 $gm2a = gm2b = 113.6\mu S$ 、 $gm3a = gm3b = 59\mu S$ 、 $Ca = Cb = 10pF$ の値に設定され、第3フィルタ12は、 $gm1a = gm1b = 12\mu S$ 、 $gm2a = gm2b = 154.7\mu S$ 、 $gm3a = gm3b = 59\mu S$ 、 $Ca = Cb = 10pF$ の値に設定され、最終段の第4フィルタ13は、 $gm1a = gm1b = 12\mu S$ 、 $gm2a = gm2b = 96.6\mu S$ 、 $gm3a = gm3b = 59\mu S$ 、 $Ca = Cb = 10pF$ の値に設定される。

【0011】図7には、図6の4次バタワース型複素バンドパスフィルタの理想的な周波数特性が示されており、図示されるように、2MHzを中心周波数とし、正の周波数を通す帯域幅の特性が得られる。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記図7の複素バンドパスフィルタの周波数特性は、各OTA（オペレーショナル・トランスコンダクタンス・アンプ）1～6のトランスコンダクタンス $gm$ の周波数特性が理想的な場合であり、実際には信号の通過帯域部分に大きな歪みが生じるという問題があった。

【0013】図8には、実際の複素バンドパスフィルタの周波数特性が示されており、このOTAの $gm$ により-3dB低下する周波数（カットオフ周波数）が20MHzの場合、図8に示されるように、2MHzの周波数を中心とした通過帯域幅（1MHz）において大きな歪みが発生する。

【0014】本発明は上記問題点を鑑みてなされたものであり、その目的は、オペレーショナル・トランスコンダクタンス・アンプの周波数特性に起因するフィルタ通過帯域の信号の歪みを良好に改善することができる複素バンドパスフィルタを提供することにある。

【0015】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、請求項1に係る発明は、直交変調の同相成分信号を入力し、この同相成分信号の出力ゲインを定める第1トランスコンダクタンス素子と、この第1トランスコンダクタンス素子の出力端子とアースとの間に接続され、同相成分信号の通過帯域幅を定めるための第1キャパシタと、上記第1トランスコンダクタンス素子の出力を入力し、上記第1キャパシタとの組み合わせにより同相成分信号の通過帯域幅を定める同相成分出力側素子と、直交変調の直交成分信号を受信し、この直交成分信号の出力ゲインを定める第2トランスコンダクタンス素子と、この第2トランスコンダクタンス素子の出力端子とアースとの間に接続され、直交成分信号の通過帯域幅を定めるための第2キャパシタと、上記第2トランスコンダクタンス素子の出力を入力し、上記第2キャパシタとの組み合わせにより直交成分信号の通過帯域幅を定める直交成分出力側素子と、上記の第1トランスコンダクタンス素子と同相成分出力側素子の接続点と上記の第2トランスコンダクタンス素子と直交成分出力側の接続点との間に接続され、通過帯域の中心周波数をシフトさせるための周波数シフト用素子と、を備えた複素バンドパスフィルタにおいて、上記第1トランスコンダクタンス素子の出力端子とアースとの間に接続され、この第1トランスコンダクタンス素子及び上記周波数シフト用素子の有限の周波数特性により発生する同相成分信号の通過帯域の歪みを打ち消すための抵抗値を発生させる第1抵抗発生素子と、上記第2トランスコンダクタンス素子の出力端子とアースとの間に接続され、この第2トランスコンダクタンス素子及び上記周波数シフト用素子の有限の周波数特性により発生する直交成分信号の通過帯域の歪みを打ち消すための抵抗値を発生させる第2抵抗発生素子と、を設けたことを特徴とする。

【0016】請求項2に係る発明は、上記第1及び第2の抵抗発生素子として、抵抗素子を用いたことを特徴とする。請求項3に係る発明は、上記第1及び第2の抵抗発生素子として、三極管領域で動作するトランジスタ素子を用いたことを特徴とする。請求項4に係る発明は、上記第1抵抗発生素子の抵抗値を、上記第1トランスコンダクタンス素子及び周波数シフト用素子の有限の周波数特性と上記第1キャパシタの値によって決定し、上記第2の抵抗発生素子の抵抗値を、上記第2トランスコンダクタンス素子及び周波数シフト用素子の有限の周波数特性と上記第2キャパシタの値によって決定することを特徴とする。

【0017】上記の構成によれば、例えば第1キャパシタとアースとの間、第2キャパシタとアースとの間のそれぞれに、抵抗素子又はトランジスタ素子を配置することにより、通過帯域の信号の歪みを解消することが可能となる。そして、この信号の歪みは、上記抵抗素子又はトランジスタ素子で与える抵抗値を、上記請求項4に示される値とすることにより、確実になくすことができる。

【0018】即ち、トランスコンダクタンス素子及び周波数シフト用素子（ジャイレータ素子）の有限の周波数特性（カットオフ周波数の特性）により発生する出力信号の通過帯域の歪みは、次の数式2の伝達関数 $H(s)$ で表わせる。

【0019】

【数2】

$$H(s) = \frac{gm \{1 + (sRC/2)\}}{sC \{1 + (s/\omega_b)\}}$$

なお、 $\omega_b$ は角周波数である。

【0020】この数式2で、上記の $\omega_b$ がトランスコンダクタンス素子及び周波数シフト用素子の有限（例えばカットオフ周波数）の周波数特性で、 $R$ は第1又は第2の抵抗発生素子の抵抗値となる。この数式2の分母から分かるように、トランスコンダクタンス素子及び周波数シフト用素子の有限の周波数特性により新たに極（ $s/\omega_b$ の部分）が発生し、その極が通過帯域に歪みをもたらすことになる。そこで、この新たに発生した極を打ち消すように分子の $R$ に、 $R = 2/(\omega_b C)$ の値を挿入し、これによって分母の余分の極が消えるようする。但し、この数式2の伝達関数 $H(s)$ は、トランスコンダクタンス素子と周波数シフト用素子の周波数特性が等しい場合に成立し、上記角周波数 $\omega_b$ はトランスコンダクタンス素子の角周波数 $\omega_{b1}$ と周波数シフト用素子の角周波数 $\omega_{b2}$ の両方で定まる値である。

【0021】

【発明の実施の形態】図1には、本発明の第1実施例に係る複素バンドパスフィルタの構成が示されており、このフィルタは、図4の場合と同様に、 $gm3a$ のトラン

スコンダクタンスを持ち、直交変調の同相成分の入力信号 $X_R$ を入力する第1OTA（オペレーショナル・トランスコンダクタンス・アンプ）21、 $gm1a$ のトランスコンダクタンスを持ち、上記第1OTA21の後段に配置されて同相成分の出力信号 $Y_R$ を出力する第3OTA23、 $gm3b$ のトランスコンダクタンスを持ち、直交変調の直交成分の入力信号 $X_I$ を入力する第2OTA22、 $gm1b$ のトランスコンダクタンスを持ち、上記第2OTA22の後段に配置されて直交成分の出力信号 $Y_I$ を出力する第4OTA24が設けられる。

【0022】また、周波数シフト機能を果たすために、上記第1OTA21と第3OTA23の接続点Aと上記第2OTA22と第4OTA24の接続点Bとの間に、 $gm2a$ のトランスコンダクタンスを持つ第5OTA25及び $gm2b$ のトランスコンダクタンスを持つ第6OTA26（ジャイレータ素子）が設けられる。更に、上記接続点Aとアースとの間に、容量 $C_a$ の第1キャパシタ27が接続され、上記接続点Bとアースとの間に、容量 $C_b$ の第2キャパシタ28が接続される。

【0023】そして、上記第1キャパシタ27とアースとの間に、抵抗値 $R_a$ の第1抵抗29を直列接続し、上記第2キャパシタ28とアースとの間に、抵抗値 $R_b$ の第2抵抗30を直列接続する。この抵抗値 $R_a$ 、 $R_b$ は、次のようにして求めることができる。上記トランスコンダクタンス及び容量を、 $gm1a = gm1b = gm1$ 、 $gm2a = gm2b = gm2$ 、 $gm3a = gm3b = gm3$ 、 $C_a = C_b = C$ とし、 $gm$ が $-3dB$ ダウンする周波数（カットオフ周波数）を $f_b$ 、角周波数を $\omega_b = 2\pi f_b$ とすると、上記の $R_a$ 、 $R_b$ の値は、 $R_a = R_b = R = 2/(\omega_b C)$ で求められる。

【0024】更に、上記抵抗値 $R$ は、主に第5OTA25のトランスコンダクタンス及び第6OTA26のトランスコンダクタンス $gm2$ と、第1OTA21のトランスコンダクタンス及び第2OTA22のトランスコンダクタンス $gm3$ の周波数特性によって決定し、上記 $gm2$ が $-3dB$ 低下する角周波数を $\omega_{b2}$ 、上記 $gm3$ が $-3dB$ 低下する角周波数を $\omega_{b3}$ とすると、 $\omega_{b2} > \omega_{b3}$ の場合には $R < R_{eq}$ 、一方 $\omega_{b2} < \omega_{b3}$ の場合には $R > R_{eq}$ の関係が成立するように設定することが好ましく、これによって歪みの解消を確実にすることができる。なお、上記の $R_{eq}$ は、 $\omega_{b2} = \omega_{b3} = \omega_b$ の場合の抵抗値で、 $R_{eq} = 2/(\omega_b C)$ である。

【0025】以上の第1実施例の複素バンドパスフィルタによれば、同相成分の信号 $X_R$ が第1OTA21へ入力されると、トランスコンダクタンス $gm3a$ で決定されるゲインで、かつ容量 $C_a$ とトランスコンダクタンス $gm1a$ で決定される通過帯域幅の信号 $Y_R$ が第3OTA23から出力され、また直交成分の入力信号 $X_I$ が第2OTA22へ入力されると、トランスコンダクタンス $gm3b$ で決定されるゲインで、かつ容量 $C_b$ とトラン

スコンダクタンス  $g_{m1b}$  で決定される通過帯域幅の信号  $Y_I$  が第4 OTA 24から出力される。また、図5で説明したように、上記容量  $C_a$ 、 $C_b$  とトランスコンダクタンス素子  $g_{m2a}$ 、 $g_{m2b}$  で決定される量だけ周波数が正方向へシフトされる。

【0026】図2には、図1のフィルタを縦続接続した4次バタワース型複素バンドパスフィルタの周波数特性が示されている。この例では、OTA 21～26の  $g_m$  とキャパシタ 27、28の容量  $C$  の値を上述の図6の場合と同様とし、上記OTA 21～26の  $g_m$  により  $-3$  dB低下する周波数（カットオフ周波数）が  $20\text{MHz}$  のときにおいて、 $R_a = R_b = R = 2 / (\omega_b C) = 2 / (2\pi \cdot 20 \times 10^6 \cdot 10 \times 10^{-12}) = 1592 \Omega$  とした。この図2から、通過帯域部分（ $2\text{MHz}$  を中心とした  $1\text{MHz}$  の領域）に歪みがなくなっていることが理解される。

【0027】図3には、本発明の第2実施例に係る複素バンドパスフィルタの構成が示されており、この第2実施例は、抵抗発生素子としてトランジスタ素子を用いたものである。図4において、第1乃至第6 OTA 21～26と第1及び第2キャパシタ 27、28の構成は、第1実施例と同様であるが、上記第1キャパシタ 27とアースとの間に、三極管領域で動作する第1トランジスタ 31を直列接続し、上記第2キャパシタ 28とアースとの間に、同様の第2トランジスタ 32を直列接続する。

【0028】そして、この第1トランジスタ 31では、ゲート電圧  $V_a$  を変化させることにより抵抗値  $R_a$  を発生させ、また第2トランジスタ 32では、ゲート電圧  $V_b$  を変化させることにより抵抗値  $R_b$  を発生させる。この抵抗値  $R_a$ 、 $R_b$  としては、上述のように  $2 / (\omega_b C)$  で得られる値が設定される。このような第2実施例によれば、第1トランジスタ 31と第2トランジスタ 32により抵抗値  $R_a$ 、 $R_b$  を変化させることができ、これによって第1実施例の場合と同様に、通過帯域の信号の歪みを良好に解消することができる。

【0029】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、複素バンドパスフィルタにおいて、第1トランスコンダクタンス素子の出力端子とアースとの間に、同相成分信

号の通過帯域の歪みを打ち消すための抵抗値を発生させる抵抗素子又はトランジスタを配置し、また第2トランスコンダクタンス素子の出力端子とアースとの間に、直交成分信号の通過帯域の歪みを打ち消すための抵抗値を発生させる抵抗素子又はトランジスタを配置したので、オペレーショナル・トランスコンダクタンス・アンプの周波数特性に起因するフィルタ通過帯域の信号の歪みを良好に改善することができ、回路規模を大きくすることなく良好な周波数特性を持つ高次複素バンドパスフィルタを得ることが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例に係る複素バンドパスフィルタの構成を示す回路図である。

【図2】実施例の4次複素バンドパスフィルタの周波数特性を示す（正の周波数のみを示す）図である。

【図3】第2実施例に係る複素バンドパスフィルタの構成を示す回路図である。

【図4】従来の複素バンドパスフィルタの構成を示す回路図である。

【図5】複素バンドパスフィルタにおける周波数シフトを示す説明図である。

【図6】複素バンドパスフィルタを縦続接続した4次バタワース型複素バンドパスフィルタの構成を示す図である。

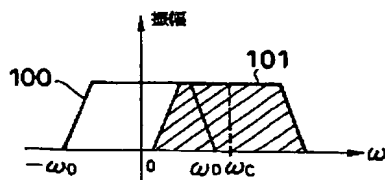
【図7】図6の複素バンドパスフィルタでの理想的な周波数特性を示す図である。

【図8】図6の複素バンドパスフィルタで生じる信号の歪みを示す（正の周波数のみを示す）図である。

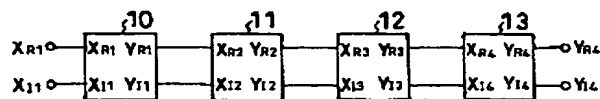
【符号の説明】

- 1, 21…第1 OTA（オペレーショナル・トランスコンダクタンス・アンプ）、
- 2, 22…第2 OTA、 3, 23…第3 OTA、
- 4, 24…第4 OTA、 5, 25…第5 OTA、
- 6, 26…第6 OTA、
- 7, 27…第1キャパシタ、
- 8, 28…第2キャパシタ、
- 29…第1抵抗、 30…第2抵抗、
- 31…第1トランジスタ、
- 32…第2トランジスタ。

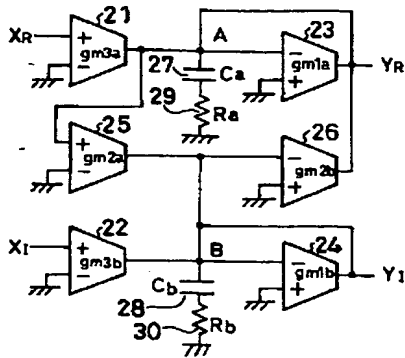
【図5】



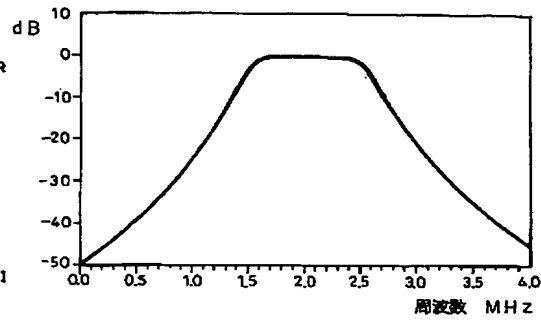
【図6】



【図1】

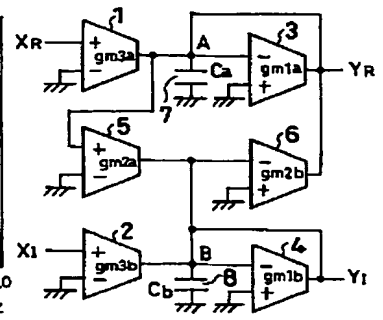


【図2】

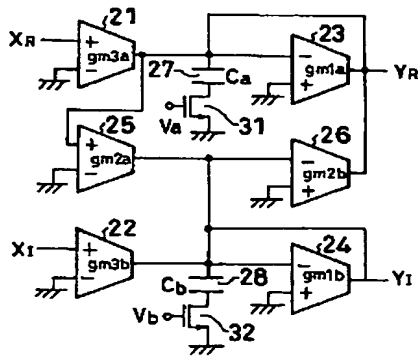


実施例の4次複素BPFの周波数特性

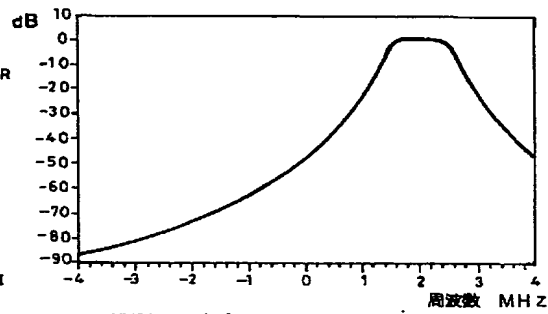
【図4】



【図3】

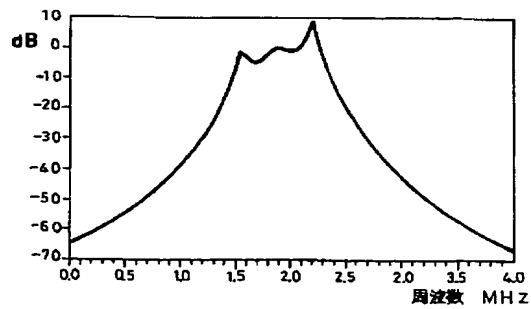


【図7】



理想的な4次パワース型複素BPFの周波数特性

【図8】

gmの帯域が20MHzの場合の  
4次パワース型複素BPFの周波数特性